

DISEÑO Y CARACTERIZACIÓN DE UN ARRAY ACTIVO DE BANDA ANCHA PARA RADIOASTRONOMÍA

O. García-Pérez ^(1,2), L. E. García-Muñoz ⁽¹⁾, V. González-Posadas ⁽³⁾, J. L. Vázquez-Roy ⁽¹⁾,
D. Segovia-Vargas ⁽¹⁾, J. M. Serna-Puente ⁽²⁾, T. Finn ⁽²⁾, J. A. López-Fernández ⁽²⁾

ogarpe@tsc.uc3m.es

⁽¹⁾ Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad Carlos III de Madrid
Avenida de la Universidad, 30, 28911 Leganés Madrid (Spain)

⁽²⁾ Centro Astronómico de Yebes, Instituto Geográfico Nacional
Cerro de la Palera s/n, 19141 Yebes Guadalajara (Spain)

⁽³⁾ Dpto. de Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Madrid
Carretera de Valencia km. 7.5, 28031 Madrid (Spain)

Abstract- The Square Kilometre Array (SKA) radio-telescope will become a reality in 2020. Nowadays, many research groups are validating the technologies that will be necessary to build this enormous instrument. In order to cover the bandwidth between 70 MHz and 10 GHz, different antenna array designs and configurations will be used. This paper presents the design and characterization of a planar aperture array based on bunny-ear antennas, whose design is proposed to cover the mid-frequency range of the telescope (from 300 to 1000 MHz). One of the main advantages of the present solution is its fully differential nature, which avoids the use of passive baluns, although it requires some especial considerations during the design and measurement processes.

I. INTRODUCCIÓN

El *Square Kilometre Array* (SKA) va a ser un gran radiotelescopio basado en arrays de antenas y concebido para cubrir un gran ancho de banda (de 70 MHz a 10 GHz) [1]. El proyecto europeo SKADS (*SKA Design Studies*) engloba a varios centros de investigación y universidades, los cuales están investigando las tecnologías necesarias para construir dicho radiotelescopio [2]. En este contexto, se están desarrollando diferentes prototipos de arrays para cubrir la sub-banda intermedia (300-1000 MHz) del telescopio. Este artículo describe el proceso de diseño e implementación de FIDA3 (*FG-IGN Differential Active Antenna Array*), que es la contribución española para el proyecto SKADS, y cuyo desarrollo se ha llevado a cabo por parte del Instituto Geográfico Nacional y la Universidad Carlos III de Madrid.

El diseño propuesto está formado por antenas de tipo *bunny-ear*, proporcionando doble polarización lineal y capacidad de escaneo desde *broadside* hasta 45°. Las principales ventajas de dicho diseño es el uso de una estructura radiante sin dieléctrico, lo que reduce las pérdidas y el coste del sustrato; y el uso de amplificadores diferenciales directamente conectados a los puertos de la antena, lo que aprovecha las propiedades de gran ancho de banda de las antenas diferenciales, pero evitando las pérdidas y restricciones de ancho de banda de un balun pasivo. Sin embargo, el uso de estas estructuras diferenciales tiene algunas limitaciones. Por un lado, se ha detectado un nuevo tipo de anomalía que aparece durante el escaneo del array, y que está relacionada con la propagación de corrientes en

modo par en las antenas diferenciales [3]. Por otro lado, el diseño y medida de los amplificadores diferenciales no es trivial, y es necesario el uso de métodos específicos [4]. Por último, el diseño se ha validado con la implementación de una sección del array formado por 64 elementos.

II. ESTRUCTURA RADIANTE

Durante los últimos años, los radioastrónomos han considerado el uso de arrays de apertura como una solución adecuada para los radiotelescopios de nueva generación [5]. El uso de antenas TSA (*tapered slot antennas*) es una de las soluciones más populares en este tipo de diseños. En este trabajo se hace uso de antenas *bunny-ear* (Fig. 1), que es una variante de las clásicas antenas Vivaldi. Tal y como se muestra en la Fig. 1, la antena se ha construido totalmente en aluminio. Una de las peculiaridades de estas antenas es que se excitan a través de una señal diferencial entre ambas patas de la antena. Además, el hecho de que las antenas estén eléctricamente conectadas unas con otras genera fuertes acoplos entre las antenas, por lo que es necesario el uso del concepto de coeficiente de reflexión activo para caracterizar los elementos del array [6]. Este parámetro es el coeficiente de reflexión equivalente que ven los amplificadores desde su entrada, y tiene en cuenta las señales que se propagan a la salida del array acopladas a través de los otros elementos.

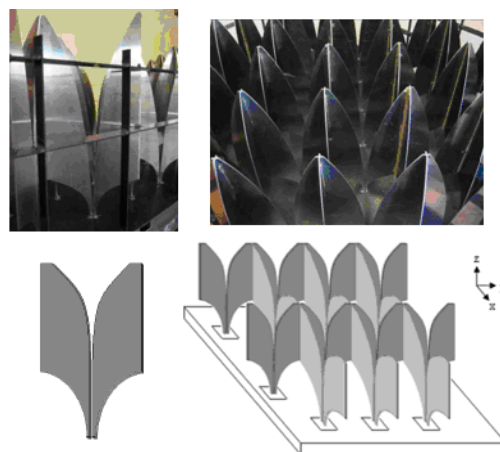


Fig. 1. Antenas *bunny-ear* y configuración del array

A. Optimización de la antena

Para la optimización de la antena se ha realizado un estudio paramétrico de las principales dimensiones de la antena, con el objetivo de conseguir una $ROE < 2.5$ para una impedancia de referencia diferencial de 150Ω . Para este propósito se hace una suposición de array infinito, lo cual simplifica la simulación del array mediante un software comercial (ej.: HFSS), y parece una aproximación aceptable dadas las dimensiones previstas para las estaciones del SKA. Durante dicho proceso de diseño se observó la aparición de ciertas resonancias en la respuesta de la antena cuando el array escaneaba en ángulos diferentes a *broadside* (Fig. 2). Este efecto se atribuye a la capacidad de propagación de corrientes en modo común a través de la estructura diferencial sobre un plano de masa. De este modo, aparece una frecuencia de resonancia en la que las corrientes en modo común predominan sobre las corrientes en modo diferencial (Fig. 3a,b). La solución propuesta para resolver esta limitación se basa en conectar dos resistencias entre cada una de las patas de la antena y el plano de masa, de tal modo que se disipen las corrientes en modo común (Fig. 3c). El valor de estas resistencias debe ser un compromiso entre la eliminación eficaz de la anomalía, la buena adaptación de la antena, y el ruido extra generado por estas resistencias. De este modo, dicho valor se fija a $3 \text{ k}\Omega$, lo que supone un incremento extra de la temperatura de ruido inferior a 10 K (Fig. 3d). La respuesta final del array se muestra en la Fig. 4.

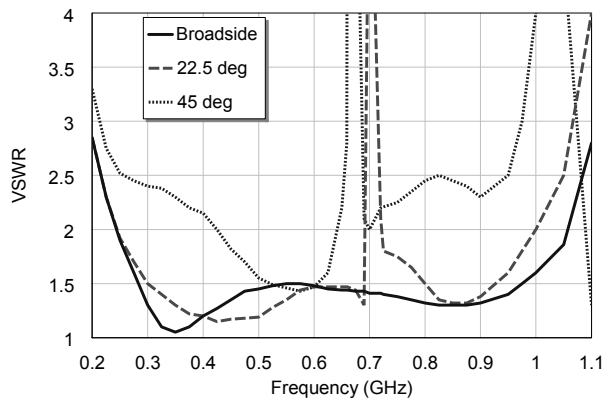


Fig. 2. Simulación de la ROE del array con la aparición de las anomalías en la banda durante el escaneo.

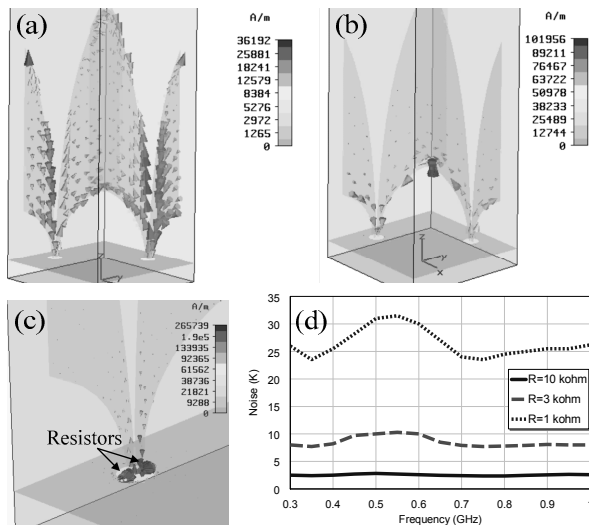


Fig. 3. Corrientes diferenciales a 500 MHz (a); corrientes en modo común a la frecuencia de la anomalía (b); solución propuesta para disipar las corrientes en modo común (c); e incremento extra de ruido debido a las resistencias (d).

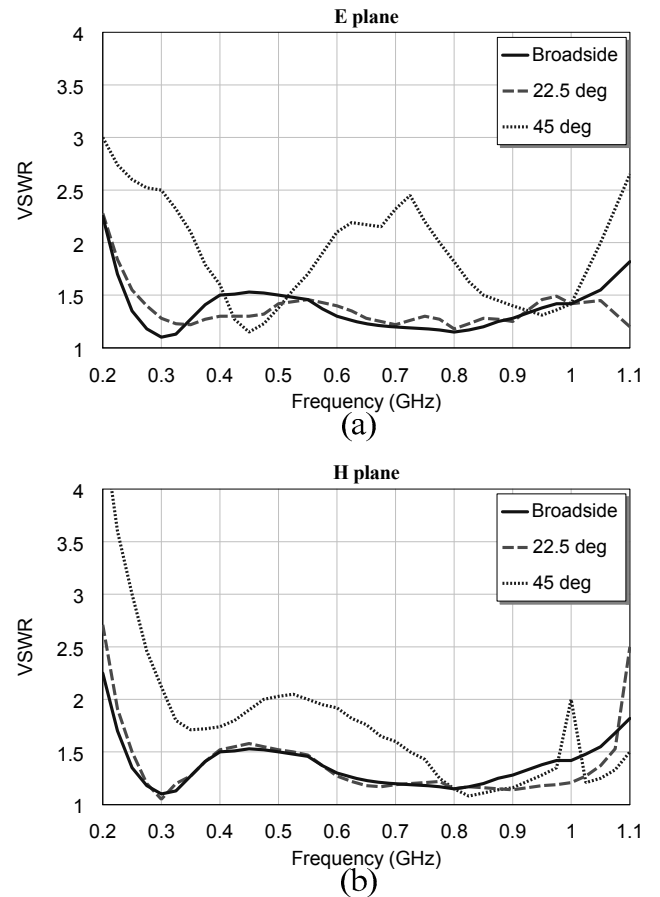


Fig. 4. Simulación de la ROE del array para escaneos en plano E (a) y plano H (b), y para una resistencia de disipación de $3 \text{ k}\Omega$.

B. Medida de la antena

Para la validación del sistema se ha construido un prototipo de 64 elementos (Fig. 5). Para caracterizar los factores de acoplo entre las antenas se ha medido la matriz de parámetros S de del sistema. Dicha medida se ha realizado cargando las antenas con balunes para obtener un único puerto de salida por cada elemento. A partir de dicha matriz de parámetros S del array es posible calcular el coeficiente de reflexión activo de cada uno de los elementos [6]. La Fig. 6 muestra el coeficiente de reflexión activo del elemento central para distintos ángulos de escaneo. Dicho coeficiente es inferior a -6 dB en la banda de interés para ángulos de escaneo hasta 45° , lo cual es aceptable teniendo en cuenta las reducidas dimensiones del prototipo.

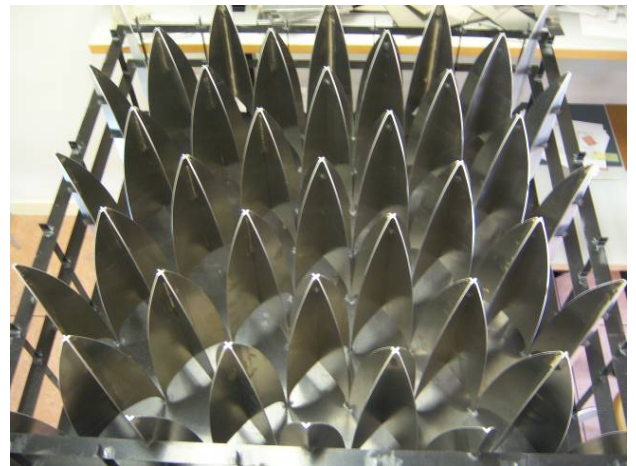


Fig. 5. Implementación del array de 64 elementos (32 por polarización).

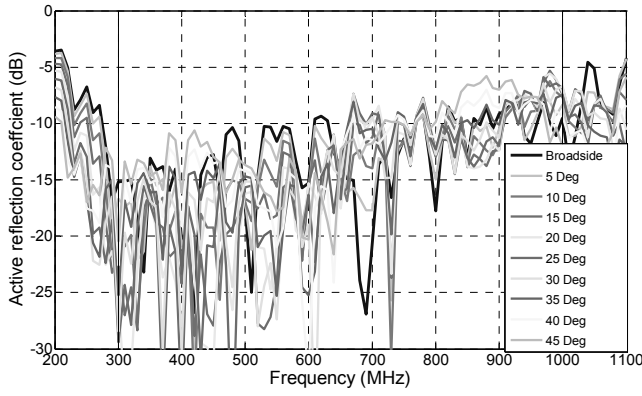


Fig. 6. Medida del coeficiente de reflexión activo del elemento central del array implementado para distintos ángulos de escaneo.

III. AMPLIFICADORES DIFERENCIALES DE BAJO RUIDO

Tal y como se explicó en la sección anterior, las antenas de tipo *bunny-ear* necesitan ser excitadas mediante señales diferenciales. De este modo, se suelen considerar dos opciones. La primera requiere el uso de un balun para convertir la señal diferencial a una señal con referencia a masa, y usar un amplificador de bajo ruido convencional. Sin embargo, esta primera opción está limitada por las pérdidas y el ancho de banda del balun. Por otro lado, y tal y como se propone en este trabajo, se pueden usar amplificadores diferenciales directamente conectados a las antenas.

A. Diseño del amplificador

El esquema del amplificador de bajo ruido se muestra en la Fig. 7. Éste consta de dos etapas de par diferencial en cascada. Esta configuración presenta protección frente a interferencias externas. Las señales de interés aparecen en modo diferencial a la entrada del amplificador y se amplifican por la ganancia en modo diferencial del dispositivo G_{diff} . Sin embargo, otras señales no deseadas que se acoplan al amplificador (ej.: ruido de las fuentes de alimentación, interferencias externas, etc.) se amplifican por el factor de ganancia en modo común G_{comm} . En el caso ideal la ganancia en modo común es cero, así que las señales no deseadas no se amplifican. En la implementación real, la ganancia en modo diferencial suele ser mucho mayor que la ganancia en modo común. Para medir esta relación se suele usar el parámetro de relación de rechazo en modo-común (CMRR):

$$CMRR = G_{diff} / G_{comm} . \quad (1)$$

Por último, cabe destacar que se ha colocado un transformador a modo de balun en la salida para convertir la señal en modo diferencial a un único puerto de salida.

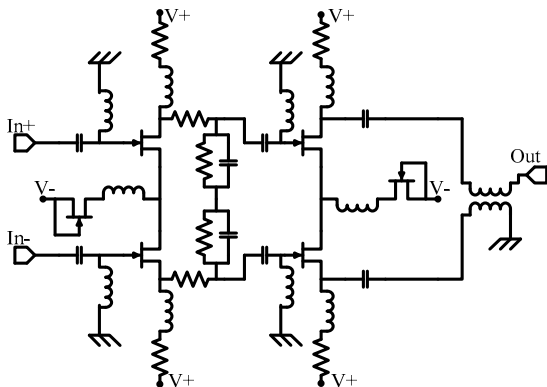


Fig. 7. Esquema simplificado del amplificador diferencial

B. Medidas del amplificador

El prototipo del amplificador diferencial se muestra en la Fig. 8. Se han utilizado componentes discretos sobre un sustrato microstrip. Los transistores son FETs de bajo ruido, modelo ATF-34143 de *Avago*. El consumo de potencia aproximado de cada placa es de 2.88 W.

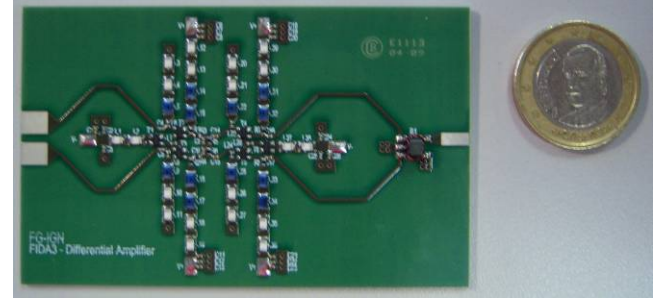


Fig. 8. Placa del prototipo del amplificador diferencial.

La caracterización de los amplificadores diferenciales requiere algunos métodos específicos, ya que la mayoría de equipos de medida asumen dispositivos activos con un puerto de entrada y otro de salida, y además suelen tener una impedancia de puerto de 50 Ω . Este problema es especialmente crítico para el caso de la medida del ruido. Para llevar a cabo la medida, se asume que la impedancia de la antena es de 150 Ω en modo diferencial. De este modo, la ganancia se ha obtenido a partir de los parámetros S mixtos del dispositivo [4]. Estos parámetros S mixtos permiten obtener una representación equivalente del circuito como un dispositivo de dos puertos, considerando un único puerto de entrada excitándose con señales en modo diferencial o común. A partir de los parámetros S convencionales del circuito de tres puertos de la Fig. 7, la ganancia en modo diferencial se puede calcular como [4]

$$S_{ds21}^{mm} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_{31} - S_{32}) , \quad (2)$$

donde los puertos de entrada se numeran como 1 y 2, el puerto de salida se numera como 3, S_{ij} denota los parámetros S convencionales, S^{mm} denota parámetros S mixtos, y los subíndices d y s denotan excitación diferencial o de un solo puerto respectivamente.

Para el caso de la figura de ruido se han considerado dos métodos diferentes. El primero se basa en una caracterización *hot/cold* utilizando una carga diferencial a la entrada [7]. Esto requiere conectar una resistencia con el valor de la impedancia de antena deseado (esto es 150 Ω en nuestro caso) a la entrada del amplificador. Esta conexión se ha realizado mediante un par de cables coaxiales (Fig. 9a). A continuación se obtiene la potencia a la salida para dos condiciones de carga diferente: con la carga a temperatura ambiente (carga caliente $T_{hot} \approx 290$ K), y con la carga sumergida en nitrógeno líquido (carga fría $T_{cold} \approx 70$ K), para las cuales se obtienen los respectivos valores de potencia de salida P_{hot} y P_{cold} . De este modo la temperatura de ruido del amplificador se puede obtener a partir del método del factor Y como [7]

$$T_{LNA} = \frac{T_{hot} - YT_{cold}}{Y - 1} , \quad \text{donde } Y = P_{hot} / P_{cold} . \quad (3)$$

El segundo método que se ha utilizado es una caracterización *source-pull* para dispositivos diferenciales [8]. En este caso se necesita un sintonizador de impedancias conectado a la

entrada del amplificador (Fig. 8b). Este sintonizador consiste en una línea coaxial cargada con tres *stubs* en paralelo de longitud variable. Cargando uno de los extremos de la línea, es posible sintetizar cualquier impedancia compleja en el otro puerto modificando la longitud de dichos *stubs*. Para conectar el puerto del sintonizador de impedancias a la entrada diferencial del amplificador hace falta usar un balun pasivo, cuyos efectos deben ser debidamente desmembrados. De este modo es posible utilizar cualquier equipo de medida de ruido convencional, ya que el puerto de entrada de $50\ \Omega$ del analizador se puede transformar a una impedancia diferencial de $150\ \Omega$ vista desde la entrada del amplificador. A partir de la medida del sistema completo, hay que desmembrar la figura de ruido del amplificador eliminando los efectos del balun y del sintonizador [8]. Así, la figura de ruido del amplificador queda como

$$F_{LNA} = 1 + 2G_{bal} \left(\frac{F_{casc}}{L_{tuner}} - \frac{F_{bal}}{2} \right), \quad (4)$$

donde F_{LNA} es la figura de ruido del amplificador, G_{bal} y F_{bal} son la ganancia y la figura de ruido de una de las dos ramas del balun, F_{casc} es la figura de ruido de todo el conjunto, y L_{tuner} son las pérdidas del sintonizador. La principal ventaja de este segundo método es que es posible sintetizar cualquier impedancia compleja a la entrada del amplificador, y por tanto es posible obtener los círculos de ruido y de ganancia del dispositivo. Sin embargo, el proceso de medida es bastante tedioso, especialmente cuando se usan sintonizadores manuales, ya que cada determinado valor de impedancia se puede sintetizar solo para un determinado

valor de frecuencia cada vez. En este caso se muestran los resultados para tres puntos de frecuencia dentro de la banda de interés. Los resultados finales de ganancia y de ruido se muestran en la Fig. 10. Se ha obtenido una ganancia mayor de 26 dB y una temperatura de ruido inferior a 52 K en la banda de interés. Además se ha obtenido una buena concordancia entre los resultados obtenidos con ambos métodos de medida de ruido.

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado del proceso de diseño y medida de un array activo diseñado para el proyecto SKA. La estructura radiante se ha optimizado para proporcionar una impedancia constante en la banda de interés, y permitiendo capacidad de escaneo de hasta 45° . Además, las anomalías asociadas a la naturaleza diferencial de esta estructura se han disipado mediante el uso de una red resistiva. Por otro lado, los amplificadores diferenciales que se conectan directamente a la antena se han optimizado para proporcionar un buen comportamiento en términos de ganancia y de ruido para dicha impedancia de antena. Dado que la antena proporciona un valor de impedancia distinto a $50\ \Omega$, y además esta excitación se genera en modo diferencial, ha hecho falta definir algunos procedimientos de medida específicos. Entre las líneas futuras se incluye la caracterización de ruido de todo el sistema integrado.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el programa *European Community Framework Programme 6, Square Kilometre Array Design Studies (SKADS)*, contract no. 011938.

REFERENCIAS

- [1] P. E. Dewdney, P. J. Hall, R. T. Schilizzy, and T. J. W. Lazio, "The Square Kilometre Array," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 8, pp. 1482-1496, Aug. 2009.
- [2] Página web del proyecto SKADS: <http://www.skads-eu.org/>
- [3] E. Lera-Acedo, L. E. Garcia-Muñoz, V. Gonzalez-Posadas, J. L. Vazquez-Roy, R. Maaskant, and D. Segovia-Vargas, "Study and design of a differentially fed tapered slot antenna array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 1, pp. 69-79, Jan. 2010.
- [4] W. R. Eisenstadt, B. Stengel, and B. M. Thomson, *Microwave Differential Circuit Design Using Mixed Mode S-Parameters*. Artech House Publishing, Apr. 2006.
- [5] A. van Ardenne, H. Butcher, J. G. bij de Vaate, A. J. Boonstra, J. D. Bregman, B. Woestenburger, K. van der Schaaf, P. N. Wilkinson, and M. A. Garrett, "The aperture array approach for the Square Kilometre Array," *white paper*, May 2003. Available online: <http://www.skatelescope.org/>
- [6] D. M. Pozar, "The active element pattern," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 8, pp. 1176-1178, Aug. 2009.
- [7] J. Morawietz, R. H. Witvers, J. G. Bij de Vaate, and E. E. M. Woestenburger, "Noise characterization of ultra low noise differential amplifiers for next generation radiotelescopes," *European Microw. Conf.*, pp. 1570-1573, Oct. 2007.
- [8] O. Garcia-Perez, E. Garcia-Muñoz, V. Gonzalez-Posadas, and D. Segovia-Vargas, "Source-pull characterization of differential active antennas for radio-astronomy applications," *European Wireless Tech. Conf.*, pp. 84-87, Sep. 2009.

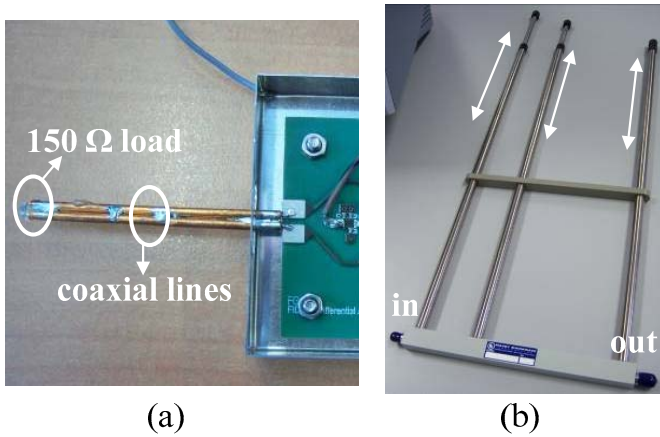


Fig. 9. Dos métodos para la medida de ruido del amplificador diferencial: *hot/cold* con carga de fuente diferencial (a), y método *source-pull* con sintonizador de impedancias (b).

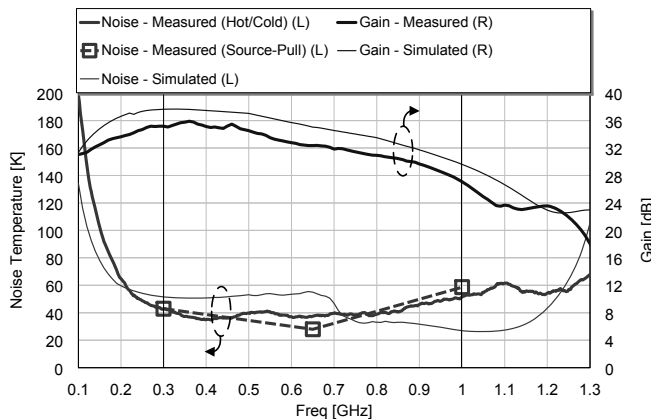


Fig. 10. Ganancia y ruido del amplificador diferencial.